

⑩ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ **Patentschrift**  
⑪ **DE 2828678 C2**

⑬ Int. Cl. 4:  
**H01F 7/18**  
F 02 D 41/30

⑯ Aktenzeichen: P 28 28 678.4-33  
⑯ Anmeldetag: 30. 6. 78  
⑯ Offenlegungstag: 17. 4. 80  
⑯ Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 15. 9. 88

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑰ Patentinhaber:

Robert Bosch GmbH, 7000 Stuttgart, DE

⑰ Erfinder:

Streit, Klaus, Dipl.-Ing., 7400 Tübingen, DE; Harsch,  
Klaus, Dipl.-Ing., 7257 Ditzingen, DE; Schülzke,  
Peter, Dipl.-Ing., 7251 Hemmingen, DE

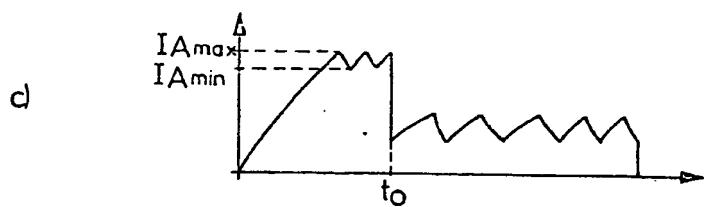
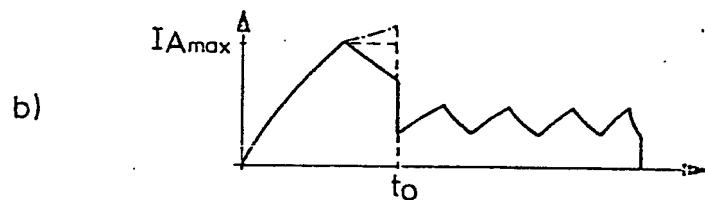
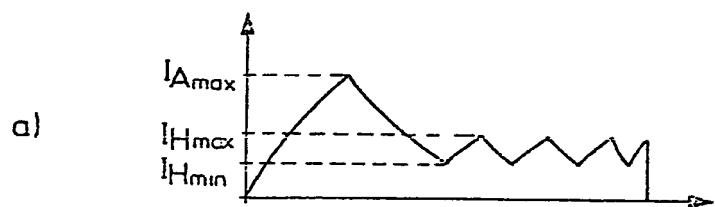
⑯ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht gezogene Druckschriften:

DE-OS 26 12 914  
DE-OS 22 47 546

⑯ Verfahren und Einrichtung zum Betrieb eines elektromagnetischen Verbrauchers, insbesondere eines  
Einspritzventils in Brennkraftmaschinen

DE 2828678 C2

FIG.1



## Patentansprüche

1. Verfahren zum Betrieb eines elektromagnetischen Verbrauchers mit einem beweglichen Anker, insbesondere eines Einspritzventils in Brennkraftmaschinen, bei dem diesem Verbraucher zu Beginn eines Betätigungssignals während der Anzugsphase des Ankers ein hoher und spätestens gegen Ende des Betätigungssignals während der Haltephase des Ankers ein reduzierter Strom zugeführt wird und der Freilaufstrom des elektromagnetischen Verbrauchers gesteuert wird, dadurch gekennzeichnet, daß der Strom im elektromagnetischen Verbraucher innerhalb der Anzugsphase des Ankers mehrstufig steuerbar ist, derart, daß ab einer bestimmten Stromstärke, bei der der Anker vorzugsweise zwar bewegt wird, jedoch noch nicht seine Endlage erreicht hat, der Stromanstieg pro Zeiteinheit wenigstens reduziert wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß ab der bestimmten Stromstärke (dem Anzugsstrom) der Stromfluß reduziert wird.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Rücknahme des Stromflusses zeitlich gestaffelt erfolgt.
4. Verfahren nach wenigstens einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Freilaufstrom für den elektromagnetischen Verbraucher wenigstens zeitintervallmäßig einschaltbar ist.
5. Verfahren nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß zur eindeutigen Steuerung des Freilaufstromes mittels eines Freilaufstromkreises, insbesondere bei Verwendung von Thyristoren im Freilaufstromkreis, das Freilaufstromschaltorgan (Thyristor 160) innerhalb einer vorgebbaren Zeitdauer stromlos gemacht wird.
6. Verfahren nach wenigstens Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß der Stromfluß durch den elektromagnetischen Verbraucher (20) am Ende einer Betätigungssignals ( $t_1$ ) für eine vorgebbare Zeitdauer ( $t_2$ ) erhöht wird.
7. Einrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach wenigstens einem der Ansprüche 1 bis 5, mit einem Strommeß- und Schaltorgan in Reihe zum Verbraucher, einem steuerbaren Freilaufstromkreis und einem dem Strommeßorgan nachgeschalteten Schwellwertschalter zur Steuerung des Schaltorgans, dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltwellen des Schwellwertschalters (68, 127) strom- und/oder zeitabhängig steuerbar sind und die erste Stromschwelle auf einem Wert liegt, bei dem der Anker des Verbrauchers vorzugsweise zwar bewegt wird, jedoch nicht seine Endlage erreicht hat, daß Mittel vorgesehen sind, die im Anschluß an das Erreichen der Schaltwellen den Stromanstieg pro Zeiteinheit wenigstens reduzieren.
8. Einrichtung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß der Freilaufstromkreis (33) wenigstens ab Erreichen der ersten Stromschwelle einschaltbar ist.
9. Einrichtung nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß der Freilaufstromkreis (33) zu bestimmten Zeiten und/oder Strömen ein-/ausschaltbar ist.
10. Einrichtung eines Freilaufstromkreises nach Anspruch 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, daß wenigstens dem Verbraucher (20) ein Thyristor

(160) parallelgeschaltet ist, dessen Steuerelektrode über eine Diode (161) mit der Plusleitung sowie über eine Parallelschaltung von Widerstand (162) und Diode (163) mit einem Steuereingang (32) gekoppelt ist, und dieser Steuereingang (32) wenigstens über einen Kondensator (167) mit der Anode des Thyristors in Verbindung steht.

11. Einrichtung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß wenigstens bis zum Anschlag des Ankers des Verbrauchers und vorzugsweise bis zum Ende des Prellvorganges ein über dem Haltestrom liegender Strom vorgesehen ist und die Höhe dieses Stromes mittels Freilaufstromkreisdimensionierung, Regelung oder Taktzeit vorzugsweise regelbar bzw. steuerbar ist.
12. Einrichtung nach Anspruch 7 oder 11, dadurch gekennzeichnet, daß die einzelnen Stromschwellenwerte für die Anzugs- und/oder Haltephase durch einen mehrstufigen Spannungsteiler bestimmt sind, der vorzugsweise in seiner Gesamtheit (mit Widerstand 78) steuerbar ist.
13. Einrichtung nach einem der Ansprüche 7 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß der Stromfluß durch das Schaltorgan (23) mit Ende des Ansteuereimpulses (des  $t_1$ -Impulses) für eine vorbestimmte Zeitdauer ( $t_2$ ) einschaltbar ist.
14. Einrichtung nach wenigstens einem der Ansprüche 7 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß das Stromschaltorgan (23) zwischen Verbraucher (20, 21) und Strommeßfühler (22, 120) liegt und daß das Schaltorgan (23) teils zeit-, teils stromabhängig schaltbar ist.
15. Einrichtung nach wenigstens einem der vorangegangenen Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuerströme der Stromschaltorgane (23) abhängig vom Stromzufluß durch den Verbraucher (20) regelbar sind.

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1 und eine Einrichtung zur Durchführung des Verfahrens. Ein Verfahren der eingangs genannten Art ist aus der DE-OS 26 12 914 bekannt. Bei der bekannten Ventilsteuerung wird die Reihenschaltung aus Verbraucher und Strommeßorgan solange unmittelbar einer Energiequelle parallelgeschaltet, bis das Magnetventil sicher angezogen hat. Erst dann wird der Ventilstrom auf die Höhe des Haltestromes reduziert und bis zum Ende des Erregersignales auf gleichem Wert gehalten. Es ist auch bereits eine entsprechende Einrichtung bekannt, bei der der anschließende Haltestrom getaktet wird, d. h., die Stromzufuhr zum Verbraucher wird stromabhängig ein- und ausgeschaltet. Mit Hilfe dieser Einrichtung läßt sich eine Leistungsverbrauchsabsenkung zumindest während der Haltephase erzielen.

Es hat sich nun herausgestellt, daß das Taktzeit der Stromzufuhr während der Haltephase allein noch kein Optimum an Energieverbrauch eines Einspritzventils darstellt, wenngleich auch die Anforderungen an ein möglichst zeitgerechtes Öffnen und Schließen des Ventils befriedigen.

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren der eingangs genannten Art anzugeben, das eine optimale Betriebsweise eines elektromagnetischen Verbrauchers in zeitlicher und verbrauchsmäßiger Hinsicht ermöglicht. Diese Aufgabe wird durch die in An-

spruch 1 angegebenen Merkmale gelöst.

#### Vorteile der Erfindung

Das erfindungsgemäße Verfahren zum Betrieb eines elektromagnetischen Verbrauchers gewährleistet den Betrieb eines solchen Verbrauchers mit minimaler elektrischer Energie. Gleichzeitig wird ein zeitkonformes Verhalten von Ankerbewegung und Erregersignal erreicht.

Durch die in den Unteransprüchen aufgeführten Maßnahmen sind vorteilhafte Weiterbildungen und Verbesserungen des im Hauptanspruch angegebenen Verfahrens möglich.

Realisierbar sind die angegebenen Verfahren mit den in den Sachansprüchen angegebenen Gegenständen.

#### Zeichnung

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in der Zeichnung dargestellt und in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert. Es zeigen die

Fig. 1a bis 1c mögliche Varianten im Stromverlauf durch einen elektromagnetischen Verbraucher nach den erfindungsgemäßen Verfahren zum Betrieb dieses Verbrauchers.

Fig. 2 zeigt genauere Impulsdigramme zum Stromverlauf nach Fig. 1a.

Fig. 3 zeigt schematisch eine Realisierungsmöglichkeit des in Fig. 1a dargestellten Stromverlaufs,

Fig. 4 ein Blockschaltbild eines beim Gegenstand von Fig. 3 verwendbaren Zweipunktreglers,

Fig. 5 eine Einzelheit des Blockschaltbildes von Fig. 4. In

Fig. 6 sind Diagramme zur Erläuterung des Gegenstandes von Fig. 5 dargestellt.

Fig. 7 zeigt ebenfalls eine Einzelheit des Blockschaltbildes von Fig. 4. Die Diagramme von

Fig. 8 erläutern die Wirkungsweise des Gegenstandes von Fig. 7.

Fig. 9 zeigt eine dritte Einzelheit des Blockschaltbildes von Fig. 4. In

Fig. 10 ist der Stromverlauf nach Fig. 1c genauer dargestellt und

Fig. 11 zeigt eine Schaltungsanordnung im Blockschaltbild zur Nachbildung des in Fig. 10b dargestellten Kurvenverlaufs. Entsprechend zeigt

Fig. 12 ein im Vergleich zu Fig. 1b deutlicheres Impulsdigramm und

Fig. 13 einen Gegenstand zur Realisierung des in Fig. 12 dargestellten Stromverlaufs. Schließlich sind in den

Fig. 14 und 15 zwei Schaltungsanordnungen zur Realisierung eines Freilaufkreises parallel zum Verbraucher dargestellt.

#### Beschreibung der Erfindung

Das Ausführungsbeispiel betrifft die Art der Ansteuerung eines elektromagnetischen Einspritzventils und die diese Ansteuerung realisierende Einrichtungen. Fig. 1 zeigt drei Stromdiagramme, in denen der Strom durch die Erregerwicklung des Magnetventils über der Zeit aufgetragen ist. Gemeinsam ist sämtlichen Impulsdigrammen ein anfänglicher Anstieg des Stromes bis zu einem maximalen Wert. Darauf schließt sich eine Phase mit einem über den Haltestromwert liegenden Strom an und schließlich dauert die Haltephase mit dem Hal-

testrom für das restliche Zeitintervall bis zum Ende der gewünschten Erregung des Einspritzventils. Der dadurch bestimmte sogenannte Anzugsstrom wird zweckmäßigerweise empirisch ermittelt. Prinzipiell ist es nicht erforderlich, daß der Anker zu demjenigen Zeitpunkt, in dem dieser Anzugsstrom erreicht wird, sich selbst bereits bewegt. Ob sich der Anker mit Erreichen dieses Stromwertes bewegt, ist eine Frage der Trägheit der beweglichen Teile im Einspritzventil sowie eine Frage der Flankensteilheit des Anzugsstromes. Wesentlich ist nur das Vermögen des Ankers, sich bei diesem Stromzufluß aus der Ruhelage zu lösen und eine Hubbewegung auszuführen.

Die sich an den anfänglichen Stromanstieg anschließende Phase relativ hohen Stromes soll sicherstellen, daß der Anker in seine Endlage gelangt. Erst danach kann dann der Strom durch die Erregerwicklung des Einspritzventils auf den Haltestrom reduziert werden.

Sowohl die einzelnen Stromwerte, als auch die Zeitintervalle der unterschiedlichen Stroms: sind primär auf die Art des verwendeten Einspritzventils abzustimmen. Daneben spielt auch das Leistungsvermögen bzw. der Innenwiderstand der verwendeten Stromquelle für das Einspritzventil eine Rolle.

Beim Diagramm nach Fig. 1a steigt der Ventilstrom bis zu einem Maximalstrom an. Danach klingt er über einen Freilaufkreis langsam ab und geht in eine stromgeregelte Haltephase bis zum Ende des Erregerimpulses über. Dabei ist der Freilaufkreis im Hinblick auf einen langsam abklingenden Stromzufluß zu dimensionieren, wobei die kürzest vorkommenden Einspritzimpulse einen Grenzwert liefern. Ein schneller Abfall eines Magnetventils setzt nämlich eine möglichst geringe gespeicherte Energie voraus, d. h., daß der durch die Ventilwicklung fließende Strom zum Abschaltzeitpunkt nicht über dem Haltestrom liegen sollte.

Nimmt man einen Stromverlauf durch die Wicklung des Einspritzventils entsprechend Fig. 1b, dann ist ein sicherer Anzug des Magnetventils auch bei kürzesten Einspritzimpulsen möglich und gleichzeitig ein schneller Ventilabfall gewährleistet. Realisierbar ist dies mit einem Abschalten des Freilaufkreises, wobei der Abschaltzeitpunkt vor dem Ende des kürzest möglichen Einspritzimpulses liegen muß. Gestrichelt und strichpunktiert sind in dem Diagramm von Fig. 1b zwei weitere mögliche Stromverläufe im Anschluß an das Erreichen des Anzugsstromes eingezeichnet. Die eine Möglichkeit betrifft ein Konstanthalten dieses Anzugsstromes bis zum Ablauf der genannten Zeit. Als weitere Möglichkeit ist ein zusätzlicher Anstieg des Stromes vorgesehen, wobei dieser Anstieg jedoch wesentlich flacher verlaufen kann, da der Anker ja bereits aufgrund des Anzugsstromes aus seiner Ruhelage abhebt und sich in Richtung des Anschlages bewegt. Welche Art des Stromverlaufes nach Erreichen des Anzugsstromes gewählt wird ist von mancherlei Faktoren abhängig. Orientierungspunkte können die zuverlässige Verlustleistung sein, ferner das Bedürfnis für einen sicheren Anzug. Schließlich ist bei jedem der zuletzt genannten Stromverläufe der Aufwand höher als bei einem reinen gesteuerten Freilaufkreis.

Fig. 1c zeigt eine weitere Möglichkeit der Art der gewünschten Stromverläufe. Sie ist gekennzeichnet durch eine getaktete Steuerung der Stromzuführung zum Einspritzventil, wobei die Schaltpunkte durch unterschiedliche Stromwertschwellen festgelegt sind.

In Fig. 2 sind verschiedene Diagramme gezeigt, die im Zusammenhang mit dem in Fig. 1a dargestellten

Kurvenverlauf wesentlich sind.

Fig. 2a zeigt das Ansteuersignal  $t_1$  der Schaltendstufe für das Magnetventil. Dieses Signal wird in einer Impulserzeugerstufe ausgehend von Drehzahl- und Lastwerten erzeugt und gegebenenfalls temperaturabhängig korrigiert.

Die Darstellung von Fig. 2b entspricht im wesentlichen dem Kurvenverlauf von Fig. 1a. Ein Abschnitt in der Mitte der Haltephase ist dabei zeitgedehnt und am Ende des  $t_1$ -Impulses schließt sich ein zusätzliches Stromflußintervall bestimmter Dauer an. Erkennbar ist aus dem Diagramm nach Fig. 2 ein rascher Anstieg des Stromes zu Beginn des Einspritzsignals  $t_1$  und ein Stromabfall im Anschluß an das Erreichen einer  $I_1$ -Schwelle. Dieser Abfall des Stromes wird über einen Freilaufkreis bewirkt. Während der anschließenden Haltephase pendelt der Strom zwischen zwei Stromgrenzwerten ( $I_{H_{max}}$  und  $I_{H_{min}}$ ) bis zum Ablauf des  $t_1$ -Impulses. Der Haltephase folgt ein kurzfristiger Stromanstieg konstanter Dauer, um zur Schaltung des Freilaufkreises einen gleichbleibenden definierten Zustand zu haben.

Fig. 2c zeigt die Spannung am Kollektor des Schalttransistors für den Magnetventilstrom. Dabei entspricht der Spannungswert Null einem durchgeschalteten und somit stromleitenden Endtransistor. Dies ist jeweils dann der Fall, wenn der Strom nach Fig. 2b eine positive Steigung aufweist. Nach Ende der zusätzlichen Einschaltzeit  $t_2$ , die auf den Einspritzimpuls  $t_1$  folgt, erreicht diese Spannung wegen des ausgeschalteten Freilaufkreises sehr hohe Werte, um anschließend wieder auf den Spannungswert des stromlosen Zustandes abzusinken.

In Fig. 2d sind die Grenzwerte für die Schwellwertumschaltung auftragen, die die Umschaltpunkte von leitendem und nichtleitendem Zustand des Transistors als Stromschatzorgan markieren. Zu Beginn des  $t_1$ -Impulses muß der Stromzufluß den hohen Wert des Anzugsstromes erreichen, weshalb auch der Sollwert hoch gewählt wird. Im Anschluß daran wird der Schwellwert auf den Minimalwert des Haltestromes abgesenkt und pendelt dann von Umschaltmoment zu Umschaltmoment zwischen dem maximalen und minimalen Wert für den entsprechenden Haltestrom. Nach Ende des  $t_1$ -Impulses nimmt der Sollwert wieder einen hohen Wert ein und gelangt somit wieder in die Ausgangsposition.

Fig. 2e zeigt den Schaltzustand des Freilaufkreises. Beim angegebenen Beispiel wird der Freilaufkreis parallel zur Dauer des Einspritzimpulses eingeschaltet. Das bedeutet verschleifte Stromabsenkungen während der ganzen Dauer des Einspritzimpulses  $t_1$  und danach nach Ablauf der Zusatzzeit  $t_2$  einen starken und damit schnellen Stromabfall zum möglichst genau definierbaren Abschalten des Einspritzventils. Im Signalverhalten des Stromes nach Fig. 2b würde sich keine Änderung ergeben, wenn der Freilaufkreis jeweils nur während der Abklingphasen des Stromes eingeschaltet werden würde, jedoch bedeutet dies einen erhöhten Aufwand ohne Verbesserung des Ergebnisses. Ein Schalten des Freilaufkreises während der Einspritzdauer ist erst bei der Realisierung der Kurvenverläufe nach den Fig. 1b und 1c erforderlich. Diese Fälle werden jedoch weiter hinten beschrieben.

Ein grobschematisches Blockschaltbild zur Realisierung der Kurvenverläufe nach den Fig. 1a und 2b zeigt Fig. 3. Ein oder mehrere Einspritzventile 20 und 21 liegen parallel und in Reihe mit einem Meßwiderstand 22 und der Kollektor-Emitter-Strecke eines Transistors 23

zwischen den Anschlüssen 24 und 25 einer Betriebsspannungsquelle. Ein Zweipunktregler 26 erhält ein Strommeßsignal vom Meßwiderstand 22 über zwei Eingänge 27 und 28. Sein eigentliches Eingangssignal erhält der Zweipunktregler 26 über einen Eingang 29, an dem die  $t_1$ -Impulse als Einspritzimpulse anliegen. Ein erster Ausgang 30 des Zweipunktreglers 26 führt zur Basis des Transistors 23 und ein zweiter Ausgang 31 zu einem Eingang 32 eines Freilaufsteuerkreises 33 parallel zur Reihenschaltung von Einspritzventilen 20 und 21 und Meßwiderstand 22. Zwischen einem Anschlußpunkt 34 des Zweipunktreglers 26 und Masse liegt schließlich noch ein veränderbarer Widerstand 35 zur Einstellung der Zusatzzeit  $t_2$  nach Ablauf des  $t_1$ -Impulses. Eine Zenerdiode 36 liegt noch zwischen Basis und Kollektor des Transistors 23 für schnelles Abklingen des Stromes am Ende des Einspritzimpulses.

Beim Gegenstand von Fig. 3 liegt der Meßwiderstand 22 fortlaufend im Stromkreis der Ventile 20 und 21. Während des durchgeschalteten Zustandes des Transistors 23 wird dieser Meßwiderstand 22 vom gleichen Strom durchflossen, der auch durch den Transistor 23 fließt. Sperrt der Transistor 23, dann wird der Meßwiderstand 22 vom Strom durch den Freilaufkreis 33 durchflossen. Da somit der Spannungsabfall über den Meßwiderstand 22 zu jedem Zeitpunkt den Strom durch die Einspritzventile 20 und 21 angibt, empfiehlt sich beim vorliegendem Gegenstand eine reine Stromsteuerung des Zweipunktreglers 26, d. h., eine Steuerung, wie sie aus Fig. 2b ersichtlich ist und bei der die Schaltpunkte allein durch den jeweils fließenden Strom bestimmt werden. Eine Zeitsteuerung der Umschaltung des Zweipunktreglers ist deshalb nicht erforderlich.

Ein Blockschaltbild des Zweipunktreglers 26 zeigt Fig. 4. Beim Gegenstand von Fig. 4 sind Teile und Anschlüsse, die bereits in Fig. 3 numeriert worden sind, mit den gleichen Bezeichnungen versehen. Dem Eingang 29 für die  $t_1$ -Impulse folgt ein Schwellwertschalter 40 mit einem Vergleichseingang 41, der mit einem Spannteiler aus zwei Widerständen 42 und 43 zwischen den Anschlüssen einer Betriebsspannungsquelle verbunden ist. Der Ausgang 45 des Schwellwertschalters 40 ist zu einem ersten Eingang 46 eines UND-Gatters 47 geführt, dessen Ausgang wiederum mit einem Eingang 49 eines ODER-Gatters 50 gekoppelt ist. Der Ausgang dieses ODER-Gatters 50 ist zum Ausgang 30 des Zweipunktreglers 26 geführt und steuert das Basispotential des Transistors 23.

Dem Ausgang 45 des Schwellwertschalters 40 folgt auch eine monostabile Kippstufe 52 zur Bildung des Zusatzimpulses der Dauer  $t_2$  nach Ablauf des Einspritzimpulses  $t_1$ . Zu diesem Zweck wird diese monostabile Kippstufe mit der negativen Flanke des Ausgangssignals der Schwellwertstufe 40 getriggert. Einstellbar ist die Zeitdauer  $t_2$  der monostabilen Kippstufe 52 über einen Eingang 34 des Zweipunktreglers 46 mittels eines veränderbaren Widerstandes 35, dem ein Kondensator 53 parallel liegt. Der Ausgang der monostabilen Kippstufe 52 ist zum zweiten Eingang 51 des ODER-Gatters 50 geführt. Auch der Ausgang 31 für die Steuerimpulse des Freilaufkreises ist über einen Verstärker 55 mit dem Ausgang 50 des Schwellwertschalters 40 gekoppelt. Schließlich ist je ein Eingang 56 und 57 zweier logischer Gatterschaltungen 58 und 59 mit dem Ausgang 55 der Schwellwertstufe 40 gekoppelt. Jede der logischen Gatterschaltungen 58 und 59 weist noch einen weiteren Eingang 60 bzw. 61 auf, sowie je zwei Ausgänge 62, 64 bzw. 63, 65.

Die Eingänge 27 und 28 des Zweipunktreglers 26, mit denen der Meßwiderstand 22 verbunden ist, stehen über einen Differenzverstärker 67 mit dem Minuseingang eines Schwellwertschalters 68 in Verbindung. Ausgangsseitig ist dieser Schwellwertschalter 68 mit den Eingängen 60 und 61 der logischen Gatterschaltungen 58 und 59 gekoppelt sowie mit dem zweiten Eingang 48 des UND-Gatters 47.

Der Bildung von Stromschwellwerten – siehe Fig. 2b und 2d – dient ein mehrgliedriger Spannungssteiler bestehend aus vier Widerständen 70 bis 73 zwischen den Betriebsspannungsanschlüssen. Dabei sind die Verbindungspunkte zwischen den einzelnen Widerständen über steuerbare Schalter 75, 76 und 77 mit dem Pluseingang des Schwellwertschalters 68 verknüpft. Eine Einstellung der einzelnen Schwellwerte ist über einen veränderbaren Widerstand 78 möglich, der in Reihe zu einer Zenerdiode 79 liegt und parallel der Reihenschaltung der beiden Widerstände 72 und 73 angeordnet ist.

Welcher der Schwellwerte zum Tragen kommt, bzw. welcher der Schalter 75 bis 77 eingeschaltet ist, wird durch die Potentialverhältnisse an den Ausgängen 62 bis 65 der logischen Gatterschaltungen 58 und 59 bestimmt. Der Verknüpfung dieser Ausgangssignale dienen zwei UND-Gatter 80 und 81. Das erste UND-Gatter 80 erhält seine beiden Eingangssignale von den Ausgängen 62 und 63 der logischen Gatterschaltungen 58 und 59 und steht an seinem Ausgang mit dem Steuereingang des Schalters 75 in Verbindung. Entsprechend erhält das UND-Gatter 81 Eingangssignale von den Ausgängen 63 und 64 der logischen Gatterschaltungen 58 und 59 und steuert seinerseits den Schalter 76. Schließlich steht noch der Ausgang 65 der logischen Gatterschaltung 59 unmittelbar mit dem Steuereingang des Schalters 77 in Verbindung.

Aus dem Diagramm von Fig. 2d lassen sich die Schwellwerte für den Ventilstrom ablesen, die auf den Pluseingang des Schwellwertschalters 38 in zeitlicher Reihenfolge geschaltet werden. Bis zum Erreichen des Anzugsstromwertes ist ein hoher Stromschwellwert erforderlich, d. h. daß der Schalter 75 nach Fig. 4 eingeschaltet sein muß. Beim nachfolgenden Umschalten auf den kleinsten Schwellwert muß der Schalter 77 geschlossen werden und bei der Schwelle des maximalen Haltestromes muß der Schalter 76 leiten. Aufgrund der logischen Verknüpfung mittels der UND-Gatter 80 und 81 müssen die Ausgangswerte der logischen Gatterschaltungen 68 und 69 wie folgt zeitlich gestaffelt sein.

Bis zum Erreichen des Anzugsstromes  $i_1$  muß an den Ausgängen 62 und 63, d. h.  $Q_1$  und  $Q_2$ , je ein positives Signal anliegen. Damit der Schwellwert des minimalen Haltestromes wirksam wird, muß am Ausgang 65 und somit an  $Q_2$  ein positives Signal anstehen. Für die Schwellen des maximalen Haltestromes bedarf es positiver Ausgangssignale an den Ausgängen 64 und 63, d. h.  $Q_1$  und  $Q_2$ .

Eingangssignal dieser logischen Gatter 68 ist einmal ein Signal vom Ausgang 45 des Schwellwertschalters 40 und es entspricht dem  $t$ -Signal. Des weiteren erhalten die logischen Gatterschaltungen 58 und 59 je ein Ausgangssignal vom Schwellwertschalter 58, an dessen einen Eingang ein Wert bezüglich des durch den Meßwiderstand 22 fließenden Stromes anliegt und an dessen zweiten Eingang die jeweiligen Schwellenwerte anstehen. Das Ausgangssignal des Schwellwertschalters 68 entspricht dem Reziproken des Signalverlaufes nach Fig. 2c wegen der Ansteuerung des Schaltransistors 23 über das UND-Gatter 57 und das ODER-Gatter 50.

Die wesentlichen Schaltvorgänge des Zweipunktreglers 26 spielen sich in den logischen Gattern 58 und 59 ab. Wegen ihrer Bedeutung ist für jede der logischen Gatterschaltungen ein Schaltungsbeispiel mit dazugehörigen Impulsdigrammen in den Fig. 5 bis 8 dargestellt.

Fig. 5 zeigt eine Realisierungsmöglichkeit der logischen Gatterschaltung 58. Dabei sind die in Fig. 4 verwendeten Bezugszeichen für die gleichen Ein- und Ausgänge verwendet, die auch beim Gegenstand der Figuren vorhanden sind.

Dem Eingang 60 folgt über einen Widerstand 85 die Basis eines Transistors 86, der emitterseitig an Masse liegt und kollektorseitig über einen Widerstand 87 mit einer Plusleitung 88 in Verbindung steht. Der Kollektor des Transistors 86 steht weiterhin über eine Diode 89 mit dem Minuseingang eines Verstärkers 90 in Verbindung. Gleichzeitig bildet dieser Minuseingang den Verbindungspunkt zweier Widerstände 91 und 92, die mit ihren anderen Enden an der Plusleitung 88 und Masse angeschlossen sind. Der Pluseingang dieses Verstärkers 90 steht über je einen Widerstand gleicher Größe mit der Plusleitung 88, Masse sowie dem Ausgang des Verstärkers und mit dem Minuseingang eines weiteren Verstärkers 95 in Verbindung. Die Widerstände tragen die Bezugszeichen 91, 92 und 93. Der gegen die Plusleitung 88 liegende Widerstand 91 ist mittels eines Transistors 96 kurzschließbar, dessen Basis über einen Widerstand 97 am Eingang 56 anliegt. Der Pluseingang des Verstärkers 95 ist mit dem Minuseingang des Verstärkers 90 gekoppelt. Die Ausgänge 62 und 64 der logischen Gatterschaltung 58 entsprechen den Ausgängen der Verstärker 90 und 95.

Zum Gegenstand von Fig. 5 gehören die Impulsbilder von Fig. 6. Fig. 6a zeigt vereinfacht den Ventilstrom durch die Magnetventile 20 und 21. Fig. 6b zeigt das Signal am Eingang 56 und es entspricht im wesentlichen dem Einspritzsignal. Das Ausgangssignal des Schwellwertschalters 68 ist in Fig. 6c dargestellt. Erkennbar sind die positiven Potentiale synchron zu den Stromanstiegen durch die Ventile 20 und 21, wobei der Signalzusammenhang naturgemäß zwar umgekehrt ist, jedoch die Darstellung ausgehend vom Ventilstrom einfacherer erfolgen kann.

Fig. 6d gibt das Eingangssignal am Minuseingang des Verstärkers 90 an. In der Ruhestellung liegt dieser Minuseingang wegen der gleichwertigen Widerstände 91 und 92 auf halber Betriebsspannung. Nur bei gesperrtem Transistor 86 erreicht dieses Eingangspotential höhere Spannungswerte als die halbe Betriebsspannung. Fig. 6e gibt die Spannung am Pluseingang des Verstärkers 90 an. Der Signalverlauf weist zwei Stufen auf, wobei die erste Stufe einen Spannungsrückgang von  $U_b$  auf  $2U_b/3$  markiert und die weitere Stufe letztlich bis auf einen Spannungswert von  $U_b/3$  absinkt.

Vor dem ersten Stromanstieg entsprechend dem Diagramm nach Fig. 6a liegt am Eingang 56 ein Null-Potential an, weshalb der Transistor 96 durchgeschaltet hat. Das dadurch bewirkte sehr hohe Potential am Pluseingang des Verstärkers 90 bewirkt auch das volle Spannungssignal am Ausgang 62. Steigt das Potential am Eingang 56 entsprechend dem Diagramm von Fig. 6b an, dann sperrt der Transistor 96 und das Potential am Pluseingang des Verstärkers 90 sinkt auf einen Wert von zwei Dritteln der Betriebsspannung ab. Dies deshalb, weil elektrisch gesehen die beiden Widerstände 91 und 92 parallel liegen und gegen Masse der zu den anderen Widerständen gleichwertige Widerstand 93 geschaltet

ist. Solange am Eingang 60 noch positives Signal anliegt und damit der Transistor 86 durchgeschaltet ist, liegt am Minuseingang des Verstärkers 90 die Spannung  $Ub/2$  an. Infolgedessen bewirkt die Spannungsänderung am Eingang 56 noch keine Änderung der Ausgangsspannung des Verstärkers 90. Geht jedoch die Spannung am Eingang 60 auf Null zurück, dann sperrt der Transistor 86 und der Widerstand 87 wird über die Diode 89 zum Widerstand 91 parallelgeschaltet. Dadurch steigt das Potential am Minuseingang des Verstärkers 90 an und zwar über denjenigen Wert, der am Pluseingang herrscht. Dadurch schaltet der Verstärker 90 um und infolge der Mitkopplung verringert sich das Potential an seinem Pluseingang. Das Ausgangssignal des Verstärkers 90 bleibt so auch bei sich ändernder Spannung am Minuseingang erhalten und eine Änderung tritt erst dann wieder ein, wenn über den Eingang 56 der Transistor 96 leitend gesteuert wird und somit den Pluseingang direkt mit der Plusleitung 88 verbindet. Am Ausgang 62 liegt somit nur solange ein Nullsignal an, wie der Einspritzimpuls  $t_1$  dauert und gleichzeitig der Anzugstrom bereits überschritten ist. Während des Anliegen dieses Null-Signals kann somit der Haltestrom zwischen einem minimalen und einem maximalen Wert gehalten werden. Die hohe Stromschwelle für den Anzugstrom fällt daher in den Bereich eines positiven Ausgangssignals am Ausgang 62 der logischen Gatterschaltung 58 und entsprechend kann mit diesem positiven Ausgangssignal der Schalter 75 für den hohen Schwellwert des Stromes 1 eingeschaltet werden.

Fig. 7 zeigt eine Realisierungsmöglichkeit der logischen Gatterschaltung 59 mit zwei Invertern 100 und 101 sowie ein ODER-Gatter 102. Dabei ist der Eingang 57 der logischen Gatterschaltung 59 über den Inverter 100 mit einem ersten Eingang des ODER-Gatters 102 verknüpft, während der zweite Eingang 61 unmittelbar auf den zweiten Eingang dieses ODER-Gatters 102 geschaltet ist. Ausgangsseitig ist das ODER-Gatter 102 unmittelbar zum Ausgang 63 geführt und mittelbar über den Inverter 101 zum Ausgang 65.

Der Erklärung der Schaltungsanordnung von Fig. 7 dienen die Diagramme nach Fig. 8. Fig. 8a zeigt wieder den Ventilstrom durch die Magnetventile 20 und 21. Fig. 8b das dem Einspritzsignal  $t_1$  entsprechende Signal am Eingang 57 der logischen Gatterschaltung 59. Am Ausgang des Inverters 100 entsteht das Signal nach Fig. 8c. Fig. 8d gibt das Ausgangssignal des Schwellwertschalters 68 wieder, das dem Signal am Eingang 61 entspricht. Das Signal am Ausgang 63 der logischen Gatterschaltung 59 zeigt schließlich Fig. 8e. Ein Vergleich der Kurvenverläufe der Fig. 8a und 8e zeigt, daß ein Null-Potential am Ausgang 63 für den Schwellwert des minimalen Stromes während der Haltephase dient, das positive Signal hingegen das Auftreten der hohen Stromschwelle während der Haltephase markiert.

Fig. 9 zeigt eine Realisierungsmöglichkeit des Differenzverstärkers 67. Seine Eingangssignale erhält dieser Differenzverstärker 67 vom Meßwiderstand 22 und er besteht aus einem Operationsverstärker 110, dessen Eingänge jeweils an den Abgriffen zweier Spannungsteiler aus den Widerständen 111 bis 114 angeschlossen sind. Dabei liegt der aus den Widerständen 111 und 112 bestehende Spannungsteiler zwischen dem Eingang 27 und Masse und entsprechend der Spannungsteiler mit den Widerständen 113 und 114 zwischen dem Eingang 28 und Masse. Die verwendeten Spannungsteiler dienen dazu, sicherzustellen, daß die Eingangspotentiale des Verstärkers 110 nicht größer als das Pluspotential der

Versorgungsspannung werden. Zwingend erforderlich wird diese Maßnahme beim Abschalten des Transistors 23 des Gegenstandes von Fig. 3, weil dann das Potential am Meßwiderstand 22 Spannungspotentiale über  $Ub/2$  aufgrund der Selbstinduktion annehmen kann, und mit Hilfe der Spannungsteiler aus den Widerständen 111 bis 114 die Eingangspotentiale des Verstärkers 110 in jedem Fall niedriger als die Batteriespannung gehalten werden können.

Wesentlich beim oben beschriebenen Gegenstand einer Schaltungsanordnung zur Ansteuerung eines Magnetventils bei einer Brennkraftmaschine war der Umstand, daß die Stromzuführung zum Magnetventil nach Erreichen eines Anzugsstromes abschaltet und während der Haltephase kontaktgesteuert wird. Dabei sind die Schaltpunkte für den Transistor 23 ausschließlich stromabhängig. Aufgrund dessen erfolgt eine Schaltung dieses Transistors jeweils nach Erreichen bestimmter Stromschwellen, die mittels eines Meßwiderstandes 22 abgefragt werden.

Es sind nun Fälle denkbar, bei denen der Ventilstrom nach Erreichen des Anzugsstromes nicht sofort und vor allem nicht über längere Zeit hinweg in starkem Maße abklingen soll. Neigt z. B. das Einspritzventil zum sogenannten Prellen, dann ist bis zum Ende des Prellvorganges ein höherer Strom wünschenswert als anschließend während der Haltephase. Dies bedeutet eine zusätzliche Steuerung des Stromes. Beispiele für solche gewünschten Stromverläufe sind z. B. aus den Fig. 1b und 1c ersichtlich. Der in Fig. 1b dargestellte Kurvenverlauf zeigt einen verhältnismäßig hohen Stromfluß bis zu einer Zeit  $t_1$ , ab der dann in das Halteintervall übergegangen wird. Dieser Zeitpunkt  $t_1$  läßt sich mittels einer besonderen Stromschwelle oder jedoch mittels einer Zeitsteuerung bestimmen. Eine Verwirklichung mit einer Zeitsteuerung zeigen die Fig. 10 und 11, wobei die Kurve mit der ausgezogenen Linie nachgebildet wird.

Fig. 10a zeigt das Einspritzsignal  $t_1$ ; Fig. 10b ein detaillierteres Kurvendiagramm entsprechend Fig. 1b. Angezeichnet sind in diesem Kurvenverlauf nach Fig. 10b Stromgrenzwerte sowie Zeiten, die für die Bildung dieser Kurve eine Rolle spielen. Erkennbar ist ein Stromanstieg bis zum Anzugsstromwert  $i_{1MAX}$ , ein nachfolgendes Abklingen dieses Stromes bis auf einen Wert  $i_{1MIN}$ , den wiederum ein steiler Abfall bis auf den minimalen Haltestromwert  $i_{hMIN}$  folgt. Im Anschluß daran pendelt der Strom jeweils zwischen den beiden Haltestromwerten  $i_{hMAX}$  und  $i_{hMIN}$  bis zum Ende des Einspritzimpulses  $t_1$ .

Fig. 11 zeigt eine Realisierungsmöglichkeit im Blockschaltbild zur Erzeugung des in Fig. 10b dargestellten Kurvenverlaufs. Wesentlich beim Gegenstand von Fig. 11 ist der zwischen Transistor 23 und Masse liegende Meßwiderstand 120. Das bedeutet, daß nur die jeweils maximalen Stromwerte durch das Ventil 20 und damit auch durch den Meßwiderstand 120 abgefragt werden können, während die zeitweiligen Sperrzustände des Transistors zeitgesteuert sein muß. Aus diesem Grund werden entsprechend den Angaben in Fig. 10b die Zeiten  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  usw. gebildet, während derer der Transistor 23 jeweils gesperrt wird. Vorteilhaft an dieser Anordnung des Meßwiderstandes 120 ist, daß er während der Freilaufperioden nicht auchstromdurchflossen ist und somit in ihm gerade während dieser Freilaufperioden keine Verlustleistung auftritt. Die Stromabsenkungen im Magnetventil 20 können auf diese Weise stärker verschleift werden, was wiederum eine Senkung der Häufigkeit an Schaltspielen bedeutet.

Beim Gegenstand von Fig. 11 ist dem Transistor 23 ein NOR-Gatter 121 mit vier Eingängen 122 bis 125 vorgeschaltet. Dem Verbindungs punkt von Transistor 23 und Widerstand 120 folgt eine Serienschaltung von Vergleichsstufe 127, monostabiler Kippstufe 128, bistabiler Kippstufe 129, sowie zwei monostabilen Kippstufen 130 und 131. Der Ausgang der monostabilen Kippstufe 128 steht mit dem Eingang 125 des NOR-Gatters 121 in Verbindung. Der Ausgang der bistabilen Kippstufe 129 ist auf den Plus-Eingang der Vergleichsstufe 127 gekoppelt, ferner ist der Ausgang der monostabilen Kippstufe 130 zum Eingang 124 des NOR-Gatters 121 zurückgekoppelt und schließlich steht der Ausgang der monostabilen Kippstufe 131 sowohl mit dem Eingang 123 des NOR-Gatters 121 als auch mit einem von zwei Eingängen eines NOR-Gatters 133 in Verbindung. Am vierten Eingang 122 des NOR-Gatters 121 liegen über eine invertierende Stufe 135 die Einspritzimpulse  $t_1$  an und der Ausgang dieser invertierenden Stufe 135 ist zusätzlich mit einem Steuereingang 136 der bistabilen Kippstufe 129 und dem zweiten Eingang des NOR-Gatters 133 verknüpft. Der Ausgang des NOR-Gatters 133 ist zum Steuereingang des Freilaufsteuerkreises 133 geführt.

Die in Fig. 11 gezeigte Schaltungsanordnung arbeitet wie folgt.

Vor der Anstiegsflanke eines Einspritzimpulses  $t_1$  sperrt der Transistor 23, da er wegen der zweifachen Invertierung durch den Inverter 135 und das NOR-Gatter 121 keinen positiven Ansteuerimpuls erhält. Beim Auftreten des Einspritzimpulses  $t_1$  schaltet der Transistor 23 durch und es fließt so lange Strom, bis der Wert  $i = i_{MAX}$  erreicht ist. Mit Erreichen dieses Stromwertes geht die monostabile Kippstufe 128 in ihren instabilen Zustand und ihr Ausgangssignal sperrt über das NOR-Gatter 121 den Transistor 23. Gleichzeitig geht der Ausgang der bistabilen Kippstufe 129 auf tiefes Potential und mit dieser Abfallflanke wird die monostabile Kippstufe 130 getriggert. Wenn nun die monostabile Kippstufe 128 wieder in ihren Ruhezustand zurückkippt, bleibt wegen der längeren Impulsdauer der monostabilen Kippstufe 130 der Transistor 23 weiterhin gesperrt. Nach Ablauf der Zeitspanne der monostabilen Kippstufe 130 wird die folgende Kippstufe 131 getriggert. deren Ausgangssignal sperrt ebenfalls den Transistor 23 und schaltet gleichzeitig den Freilaufsteuerkreis in der Weise, daß der Stromfluß in diesem Freilaufkreis unterbrochen wird, was zu einem raschen Stromabfall führt. Der Transistor 23 wird erst wieder nach Ablauf der Zeit  $t_2$  leitend. Das Ausgangssignal des Flipflops bewirkt jedoch eine Umsteuerung des Schwellwertes der Vergleichsstufe 127 und somit wird der Transistor 23 bereits beim maximalen Haltestrom  $i_{HMAX}$  gesperrt. Erst nach Ablauf des Einspritzimpulses  $t_1$  wird die bistabile Kippstufe 130 wieder in ihren Ausgangszustand zurückgeschaltet und stellt damit wieder einen hohen Stromschwellwert zur Verfügung. Gleichzeitig wird der Transistor 23 über den Inverter 135 und das NOR-Gatter 121 wieder gesperrt.

Die einzelnen Baugruppen der Schaltungsanordnung nach Fig. 11 sind für sich bekannt. Daher kann auf eine gesonderte Erläuterung der einzelnen Baugruppen verzichtet werden.

Fig. 12 zeigt in ausführlicherer Darstellung den Kurvenverlauf von Fig. 1c. Unterschiedlich zum Kurvenverlauf nach Fig. 10b ist, daß der Strom durch das Magnetventil bereits vor der Haltephase getaktet wird. Im übrigen ergibt sich keine Veränderung. Realisierbar ist der Kurvenverlauf nach Fig. 12b mit einer Schaltungs-

anordnung nach Fig. 13. Dem Transistor 23 ist je ein NOR-Gatter 140 mit drei Eingängen 141, 142 und 143 vorgeschaltet. Der Ausgang der Vergleichsstufe 127 ist zu zwei monostabilen Kippstufen 145 und 146 geführt. Während der Ausgang der monostabilen Kippstufe 146 mit dem Eingang 143 des NOR-Gatters 140 in Verbindung steht, ist der Ausgang der monostabilen Kippstufe 145 mit einem Eingang einer bistabilen Kippstufe 148 gekoppelt, deren Ausgang wiederum mit dem Plus-Eingang der Vergleichsstufen 127 in Verbindung steht und ferner mit dem Eingang einer weiteren monostabilen Stufe 149. Der Ausgang dieser monostabilen Kippstufe 149 ist wiederum sowohl an einem Eingang des NOR-Gatters 133 als auch am Eingang 142 des NOR-Gatters 140 angeschlossen. Die übrige Schaltung des Gegenstandes von Fig. 13 entspricht derjenigen des Gegenstandes von Fig. 11.

Vor dem Auftreten des Einspritzimpulses  $t_1$  sperrt der Transistor 23. Mit Beginn des Einspritzimpulses  $t_1$  leitet dieser Transistor 33, bis der Anzugsstrom  $i = i_{MAX}$  erreicht ist. Im Anschluß daran sperrt das Ausgangssignal der monostabilen Kippstufe 146 über das NOR-Gatter 114 den Stromfluß. Gleichzeitig wird die monostabile Kippstufe 145 getriggert, deren Zeitspanne entsprechend der Abbildung von Fig. 12b größer ist als die der monostabilen Kippstufe 146. Nach Ablauf der Zeitspanne dieser letztergenannten Kippstufe 146 leitet der Transistor 23 wieder bis  $i = i_{MAX}$  erreicht ist usw. Erst wenn die Zeitspanne der Kippstufe 145 abgelaufen ist, schaltet die bistabile Kippstufe 148 und gibt der Vergleichsstufe 127 einen geringeren Schwellwert vor. Gleichzeitig wird die monostabile Kippstufe 149 getriggert und sperrt während deren Zeitspanne  $t_2$  den Freilaufstromkreis sowie über den Eingang 142 des NOR-Gatters 140 den Transistor 23. Im Anschluß daran erfolgt während des folgenden Halteintervalls jeweils ein Anstieg des Ventilstromes auf den maximalen Wert  $i_{HMAX}$  und während einer folgenden und jeweils konstanten Zeit ein entsprechender Abfall. Nach Ablauf des Einspritzimpulses  $t_1$  wird der Transistor 23 über den Inverter 135 und das NOR-Gatter 140 erneut gesperrt und bleibt es bis zur nächsten Anstiegsflanke des Einspritzimpulses.

Beispiele für den Freilaufsteuerkreis 33 sind in den Fig. 14 und 15 dargestellt.

Beim Gegenstand von Fig. 14 besteht der Freilaufkreis aus einem Transistor 155, dessen Emitter-Kollektor-Strecke parallel zur Reihenschaltung aus Ventil 20 und Meßwiderstand 22 liegt. Zwischen Basis und Emitter dieses Transistors 155 liegt ein Widerstand 156. Seine Ansteuerung erhält der Transistor 155 über einen Widerstand 157 vom Kollektor eines Transistors 158, der emitterseitig an Masse angeschlossen ist und dessen Basis mit dem Eingang 32 des Freilaufsteuerkreises im Verbindung steht. Bei keinem Signal am Eingang 32 des Freilaufsteuerkreises sperrt der Transistor 158 und folglich auch Transistor 155, so daß kein Freilaufstrom fließen kann. Bei positivem Potential am Eingang 32 hingegen leiten die Transistoren 155 und 158 und somit kann der Strom durch das Ventil 20 und dem Meßwiderstand 22 langsam abklingen. Eine Diode 159 in Reihe zum Transistor 155 dient zur Sperrung des Stromflusses beim durchgeschalteten Transistor 23.

Beim Freilaufsteuerkreis nach Fig. 15 dient als Freilaufstrom-Schaltmittel ein Thyristor 160. Seine Zündelektrode steht über eine Diode 161 mit der Plusleitung in Verbindung, ferner über eine Parallelschaltung von Widerstand 162 und Diode 163 mit dem Steuereingang 32. Verbunden ist dieser Steuereingang 32 zusätzlich mit

der Verbindungsstelle von Thyristor 160 und Kollektor des Schalttransistors 23 über eine Parallelschaltung aus Widerstand 165 und einer Reihenschaltung von Widerstand 166 und Kondensator 167.

Der Thyristor 160 wird über die Diode 163 vom Kondensator-Umladestrom (167) gezündet, sobald die Spannung am Kollektor des Transistors 23 zu steigen beginnt. Zur Begrenzung des Kondensatorstromes ist ein Widerstand 166 vorgesehen. Wird der Transistor 23 leitend, dann sperrt der Thyristor 160 aufgrund der dann herrschenden Spannungsverhältnisse selbstständig. Soll zur Einleitung des Löschtorganges der Thyristor 160 auch bei ansteigender Kollektorspannung gesperrt bleiben, dann wird das Potential am Steuereingang 32 auf Massepotential gelegt. Damit wird der Kondensator-Umladestrom abgeleitet und gleichzeitig wird über die Dioden-Widerstandskombination 161, 162 die Ansteuerelektrode des Thyristors 160 negativ gegen die Kathode gemacht. Der Widerstand 165 parallel zum Kondensator 167 beschleunigt die Umladung des Kondensators 167.

Ein eindeutiges Schließen eines Einspritzventiles setzt einen schnellen Stromabfall durch die Magnetentwicklung des Magnetventils voraus. Dies ist nur dann gewährleistet, wenn der Freilaufstromkreis ausgeschaltet ist. Bei Verwendung von Thyristoren im Freilaufsteuerkreis 33 ist jedoch dann ein Ausschalten des Freilaufstromkreises problematisch, wenn unmittelbar vor Ende des Einspritzimpulses  $t_e$  der Transistor 23 gesperrt ist. Dann nämlich fließt ein Freilaufstrom und der eingeschaltete Thyristor kann nicht in der gewünschten sehr kurzen Zeit in den Sperrzustand gebracht werden. Zur beliebigen Wiederholbarkeit eines exakten Ausschaltvorganges im Sinne eines zeitexakten Verhaltens wählt man einen kurzen Einschaltimpuls für den Transistor 23 am Ende des eigentlichen Einspritzimpulses  $t_e$ . Dargestellt ist das dazugehörige Impulsverhalten in Fig. 2. Realisiert wird es mittels des aus Fig. 4 ersichtlichen Zeitglieds der monostabilen Kippstufe 52, die mit der Abfallflanke des  $t_e$ -Signales getriggert wird und ein zusätzliches Leitendwerden des Transistors 23 für eine vorbestimmte Zeitdauer  $t_k$  bewirkt. Zwar wird bei dieser Schaltungsmaßnahme die tatsächliche Einspritzzeit des Einspritzventils um das Zeitintervall  $t_k$  verlängert, jedoch kann diese Zusatzzeit bereits bei der Bildung bzw. der Korrektur der Einspritzimpulse  $t_e$  berücksichtigt werden.

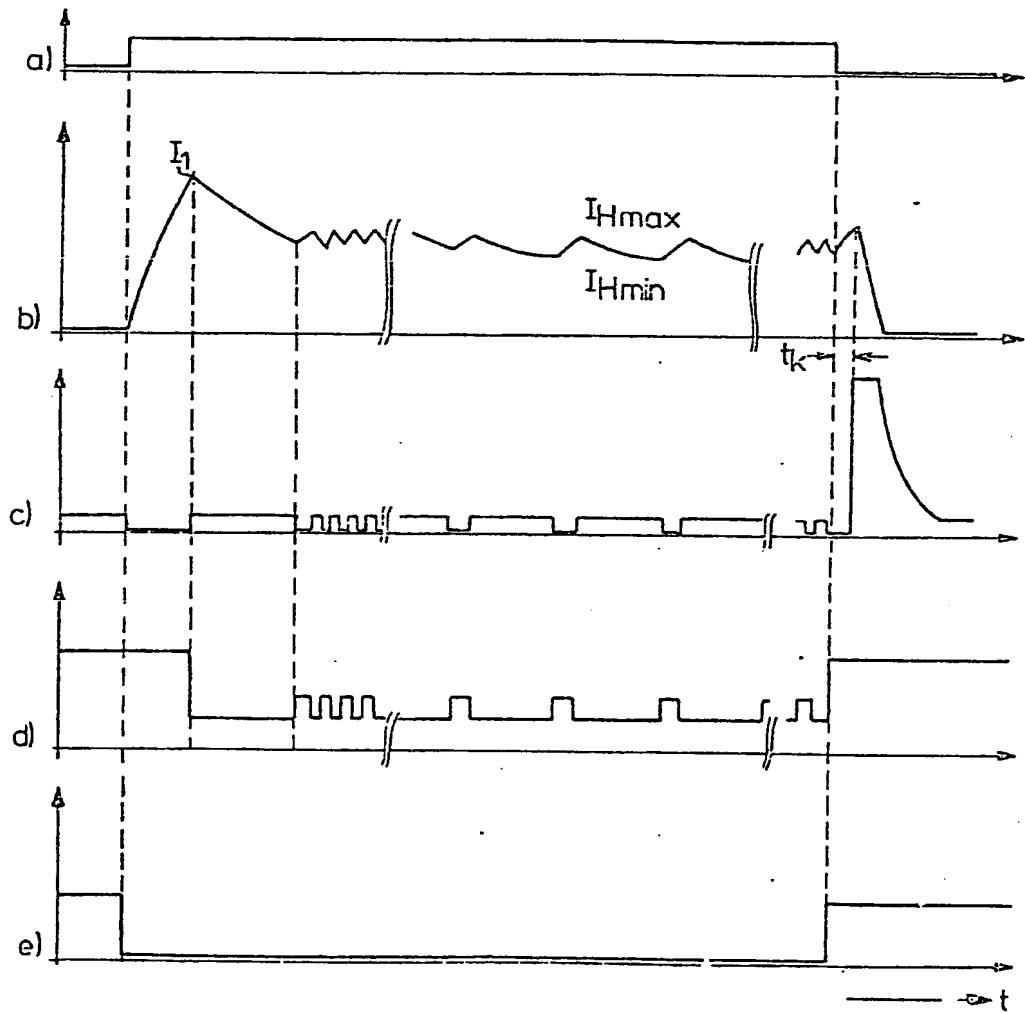
Die obengenannte Beschreibung bezieht sich auf die Ansteuerung von Einspritzventilen bei Brennkraftmaschinen. Losgelöst von diesem Anwendungsbeispiel sind das erfundungsgemäße Verfahren und die zugehörende Einrichtung überall dort verwendbar, wo elektromagnetische Verbraucher mit beweglichen Teilen möglichst leistungsarm und sehr schnell gesteuert werden sollen. Insofern bezieht sich die Erfindung auch auf Ansteuerungen z. B. von Relais. Wesentlich ist, daß nach Erreichen des Anzugsstromes noch für eine bestimmte Zeitdauer ein über dem Haltestrom liegender Strom zur Verfügung gestellt wird, damit der Anker des elektromagnetischen Verbrauchers sicher anzieht und Prellvorgänge möglichst vermieden werden. Bei Verwendung von Thyristoren im Freilaufkreis empfiehlt sich das Hinzufügen eines kurzen und definierten zusätzlichen Einschaltimpulses für den Stromfluß, damit der Freilauf aus jeweils definierter Ausgangsstellung der Spannungsverhältnisse am elektromagnetischen Verbraucher und im Freilaufkreis selbst abgeschaltet werden kann.

Hierzu 10 Blatt Zeichnungen

ZEICHNUNGEN BLATT 2

Nummer: 28 28 678  
Int. Cl. 4: H 01 F 7/18  
Veröffentlichungstag: 15. September 1988

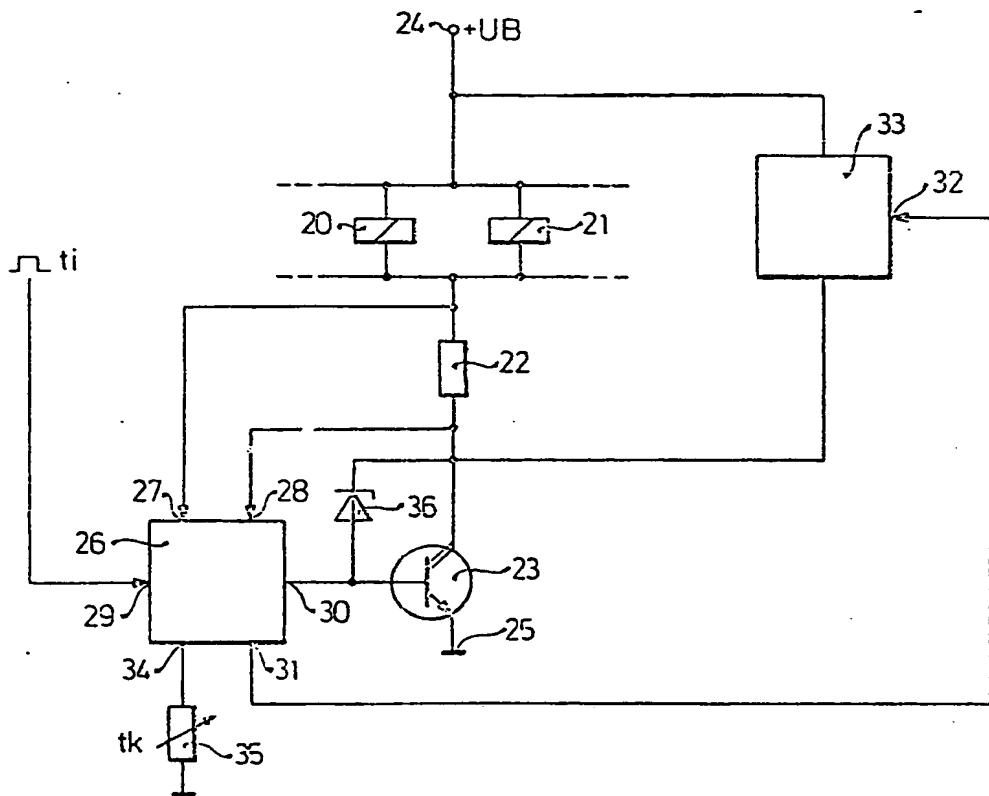
FIG. 2



### ZEICHNUNGEN BLATT 3

Nummer: 28 28 678  
Int. Cl.<sup>4</sup>: H 01 F 7/18  
Veröffentlichungstag: 15. September 1988

FIG. 3



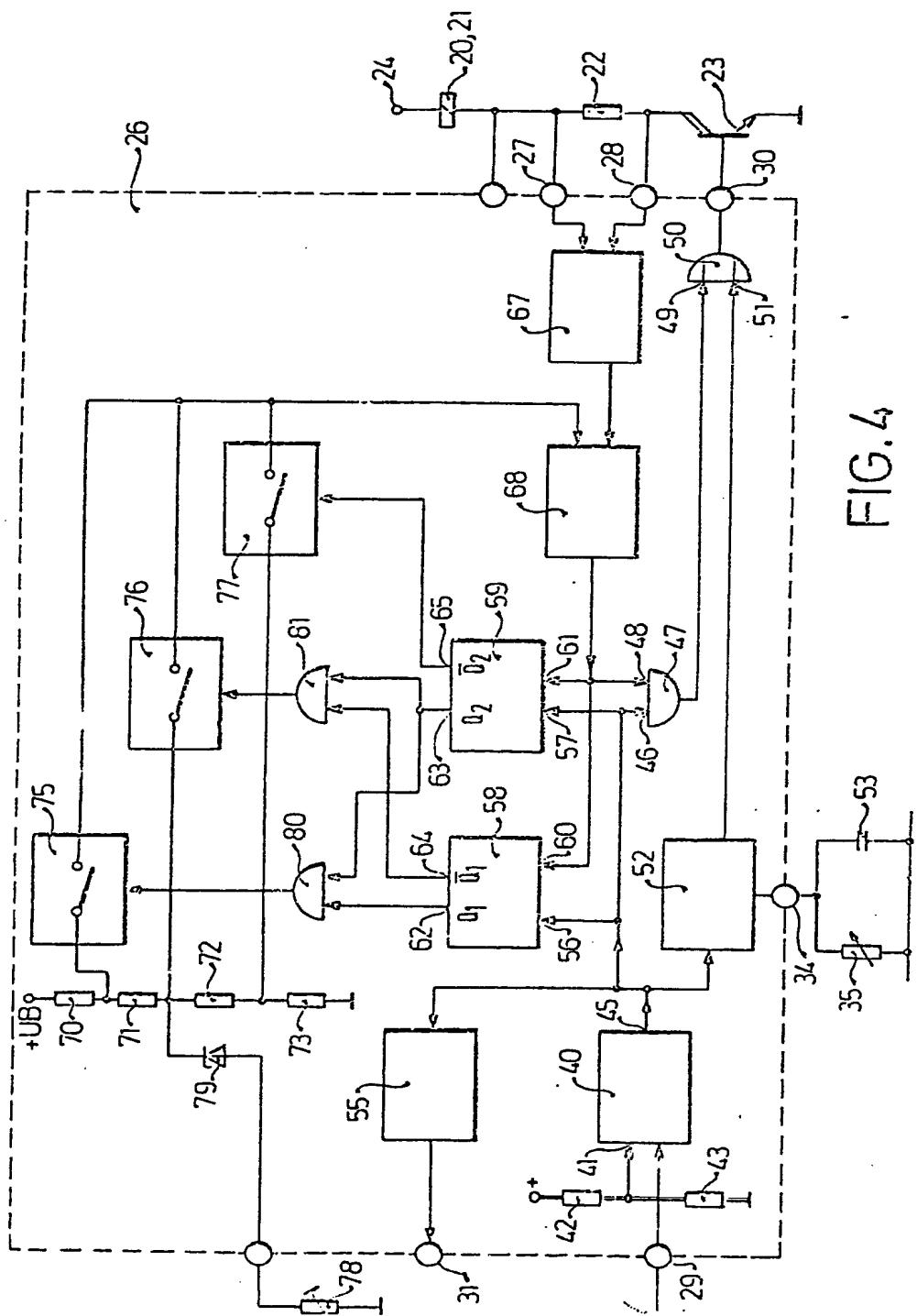


FIG. 4

FIG. 5

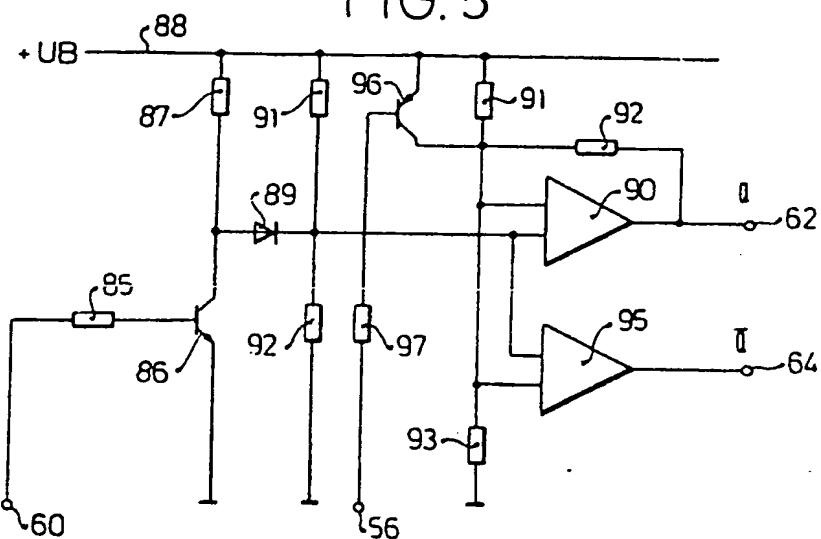


FIG. 6

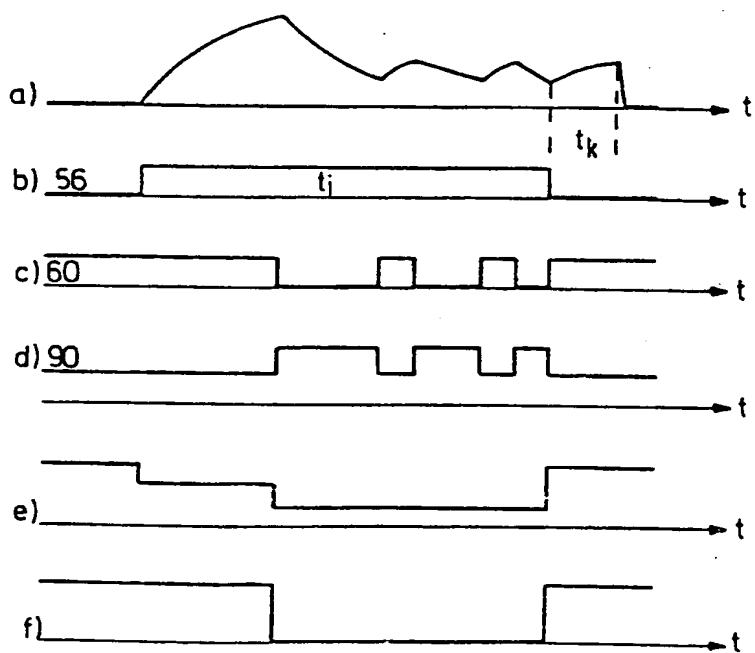


FIG. 7

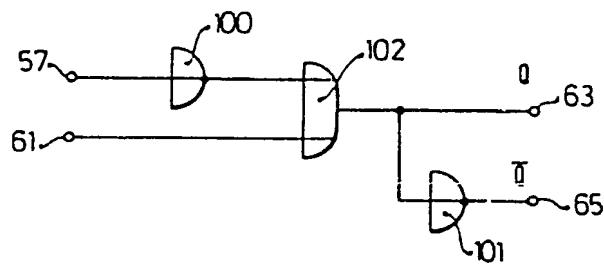
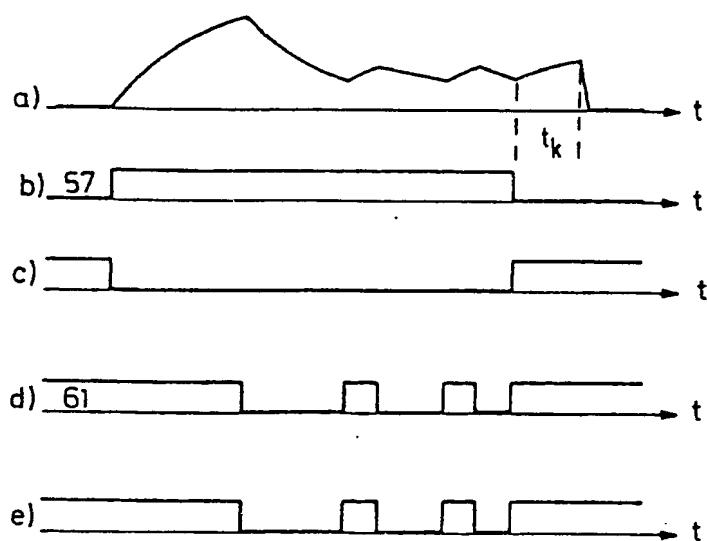


FIG. 8



ZEICHNUNGEN BLATT 7.

Nummer: 28 28 678  
Int. Cl.<sup>4</sup>: H 01 F 7/18  
Veröffentlichungstag: 15. September 1988

FIG. 9

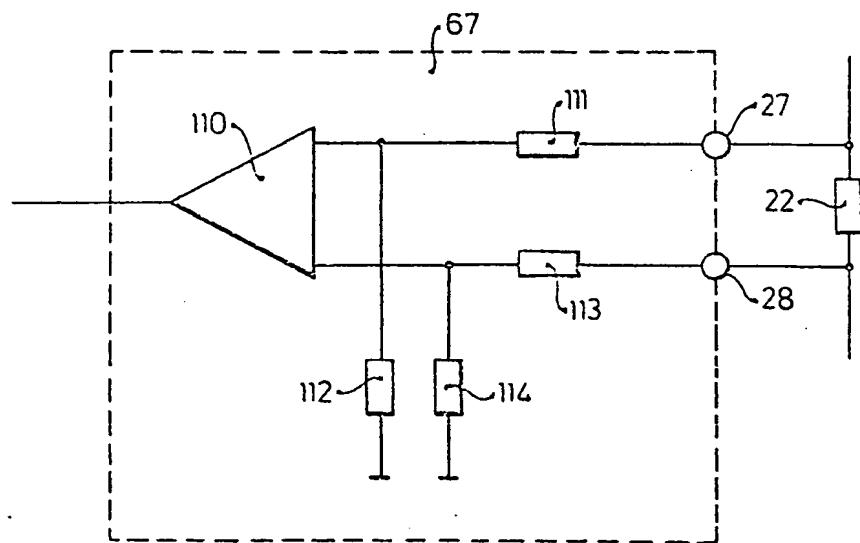


FIG.10

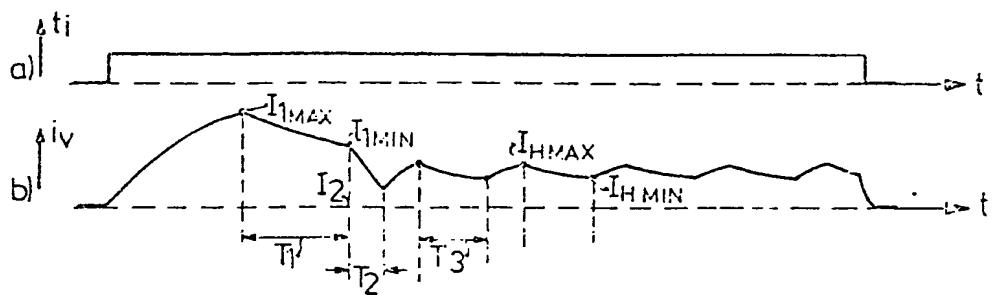


FIG.11

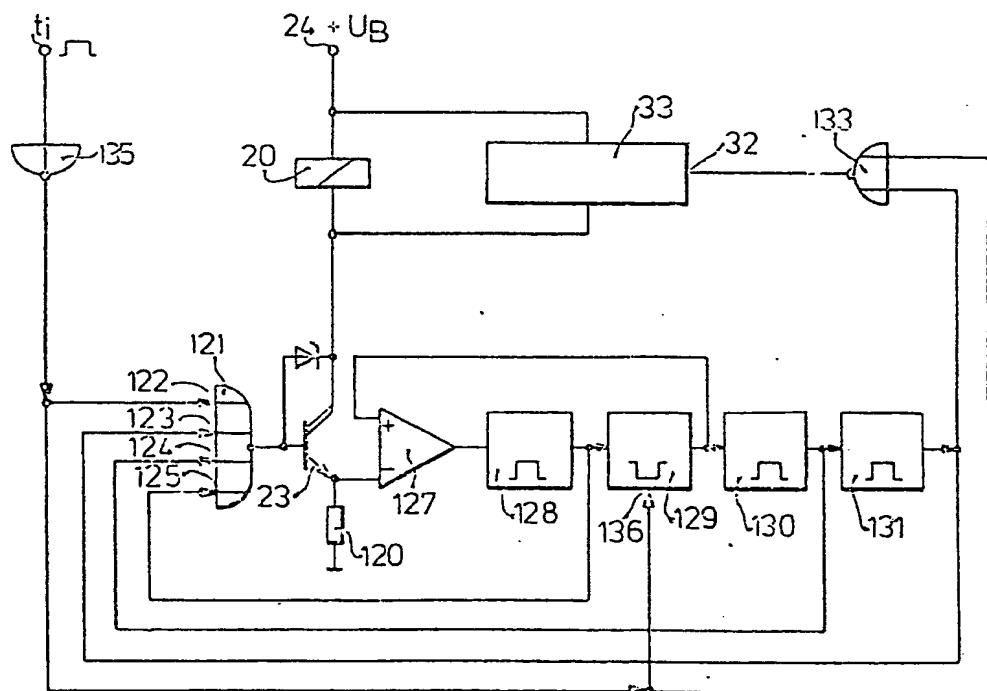


FIG.12

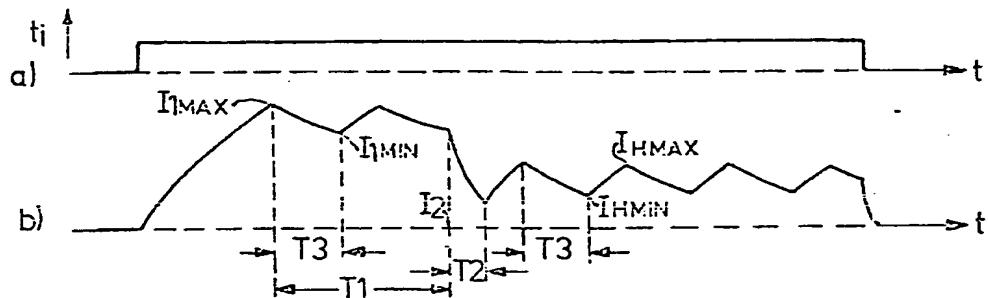


FIG.13

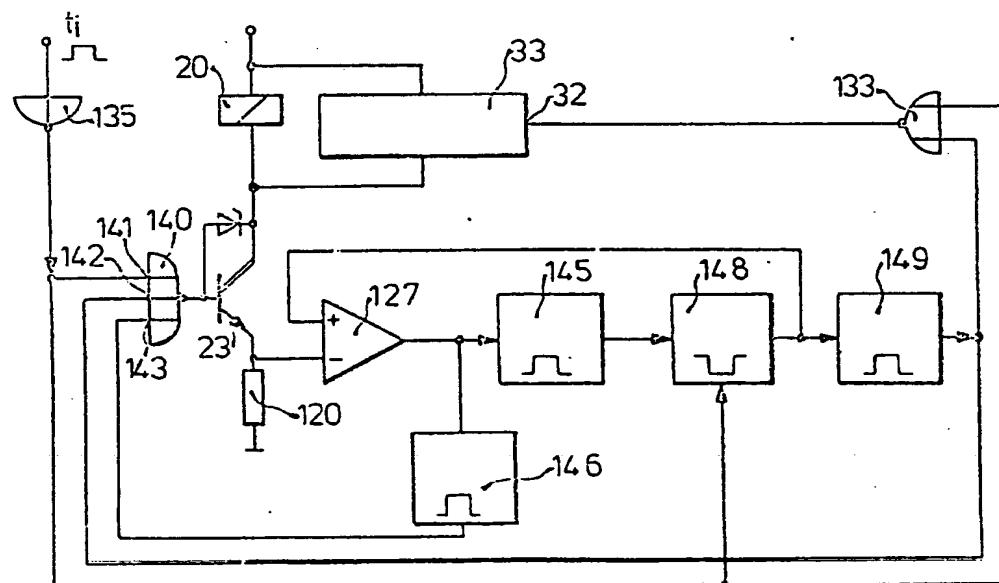


FIG.14

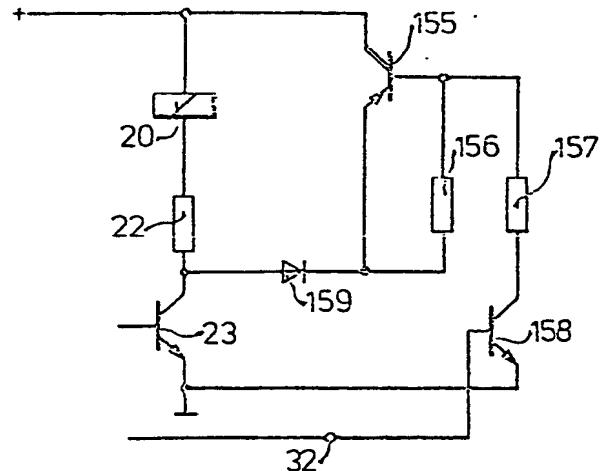
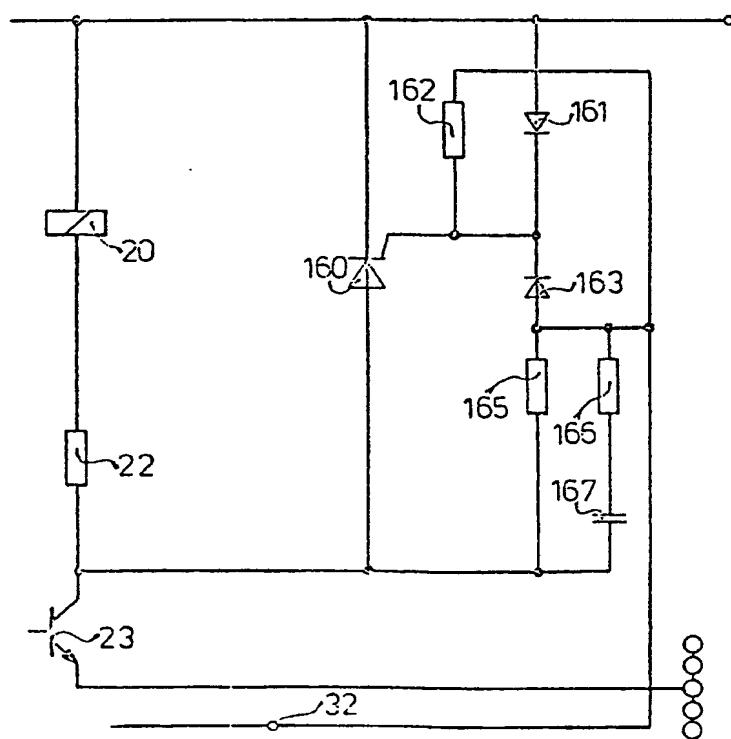


FIG.15

Docket # 2003 P17612Appl. # 10/581,473Applicant: Bauer et al.

Lerner Greenberg Steiner LLP

Post Office Box 2480

Hollywood, FL 33022-2480

Tel: (954) 925-1100 Fax: (954) 925-1101

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)